

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-111557

(43)Date of publication of application : 12.04.2002

(51)Int.Cl.

H04B 7/06

H04B 7/26

H04J 13/00

(21)Application number : 2001-221450

(71)Applicant : SAMSUNG ELECTRONICS CO LTD

(22)Date of filing : 23.07.2001

(72)Inventor :
KIM SEONG-JIN
LEE KWANG-BOK
LEE HYEON-WOO
HWANG KEUN-CHUL
CHOI HO-KYO
LEE YONG-SUK

(30)Priority

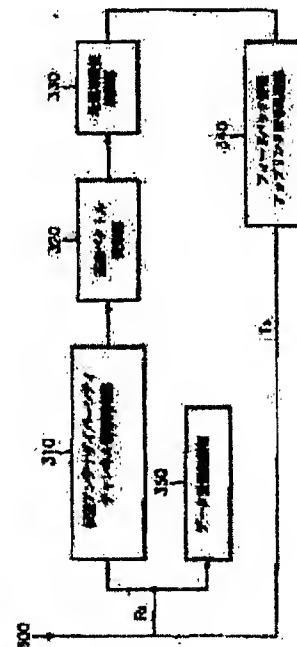
Priority number : 2000 200041918 Priority date : 21.07.2000 Priority country : KR

(54) METHOD FOR TRANSMISSION ANTENNA DIVERSITY IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM, AND BASE STATION DEVICE AND MOBILE STATION DEVICE THEREFOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a method for diversity of a closed-loop transmission antenna which adopts a selective coupling method, where imbalance in output between antennas is eliminated by applying sets of complex number base vectors to antenna selection base vectors, thus obtaining feedback information for antenna selection.

SOLUTION: Channel information is measured from a signal, transmitted through a plurality of antennas installed at a base station and outputted in a matrix form, and the outputted channel information matrix is deformed, using a deformation matrix comprising complex number base vector sets. Using the deformed channel information matrix, the plurality of the antennas are measured for reception power, and based on the reception power, antenna selection information as feedback information for adjusting transmission antenna diversity is transmitted to the base station. Thus high speed and performance is maintained, while power is distributed uniformly among transmission antennas, to make channels adapt at low speed and moreover with higher accuracy.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2002-111557

(P2002-111557A)

(43) 公開日 平成14年4月12日 (2002.4.12)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード [*] (参考)
H 0 4 B 7/06		H 0 4 B 7/06	5 K 0 2 2
	7/26	7/26	D 5 K 0 5 9
H 0 4 J 13/00		H 0 4 J 13/00	A 5 K 0 6 7

審査請求 未請求 請求項の数15 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2001-221450 (P2001-221450)
(22) 出願日 平成13年7月23日 (2001.7.23)
(31) 優先権主張番号 2000-0041918
(32) 優先日 平成12年7月21日 (2000.7.21)
(33) 優先権主張国 韓国 (K R)

(71) 出願人 390019839
三星電子株式会社
大韓民国京畿道水原市八達区梅灘洞416
(72) 発明者 金 成 珍
大韓民国 京畿道 水原市 八達区 ▲雲
▼通洞 1048-2番地 清明マウル 住公
アパート 404棟 1201号
(72) 発明者 李 光 復
大韓民国 ソウル特別市 江南区 開浦洞
177番地 現代3次アパート 5棟 702
号
(74) 代理人 100064414
弁理士 磯野 道造

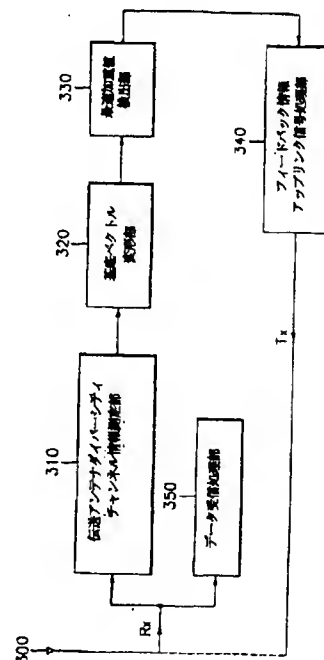
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 移動通信システムにおける伝送アンテナダイバーシティ方法及びこのための基地局装置及び移動局装置

(57) 【要約】

【課題】 移動通信システムにおける伝送アンテナダイバーシティ方法及びこのための基地局装置及び移動局装置を提供する。

【解決手段】 基地局に設けられた複数のアンテナを通じて伝送された信号からチャンネル情報を測定してマトリックス状に出力し、出力されたチャンネル情報マトリックスを複素数基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスを用いて変形する。変形されたチャンネル情報マトリックスを用いて複数のアンテナに対する受信パワーを測定し、その受信パワーに基づいて伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報としてのアンテナ選択情報を基地局に伝達する。これにより、高速で優れた性能を維持しつつも伝送アンテナ間パワーを均一に分配させ、低速でさらに精密にチャンネルに適應させる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 移動通信システムにおける複数のアンテナを用いた選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法において、

(a) 基地局に設けられた複数のアンテナを通じて伝送された信号からチャンネル情報を測定してマトリックス状に出力する段階と、

(b) 前記チャンネル情報マトリックスを複素数基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスによって変形する段階と、

(c) 前記変形されたチャンネル情報マトリックスに基づいて複数のアンテナに対する受信パワーを求める段階と、

(d) 前記求めた受信パワーに基づいて、伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報としてのアンテナ選択情報を基地局に伝達する段階とを含むことを特徴とする選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項2】 前記(a)段階は、複数のアンテナ別に設定されたパイロット信号を用いてチャンネル情報を測定することを特徴とする請求項1に記載の選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項3】 前記(b)段階は、

(b1) 前記チャンネル情報マトリックスを第1基底ベクトル集合より構成された変形マトリックスにより第1変形されたチャンネル情報マトリックスを計算する段階と、

(b2) 前記チャンネル情報マトリックスを第2基底ベクトル集合より構成された変形マトリックスにより第2変形されたチャンネル情報マトリックスを計算する段階とを含む、

前記(c)段階は、

(c1) 前記第1及び第2変形されたチャンネル情報マトリックスに基づいて受信パワーを計算する段階と、

(c2) 前記受信パワーが最大になる前記複素数基底ベクトル集合の要素を検出する段階とを含むことを特徴とする請求項1に記載の選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項4】 前記第1基底ベクトル集合及び第2基底ベクトル集合は、ワルシュ基底ベクトル集合及びポーラ基底ベクトル集合であることを特徴とする請求項3に記載の選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項5】 前記(d)段階は、前記フィードバック情報として前記複素数基底ベクトル集合に属する基底ベクトルに対応するインデックスを伝送する場合、毎フィードバックシグナル間隔ごとに複素数基底ベクトルの実数部及び虚数部に対応したインデックスを交互に伝送することを特徴とする請求項1に記載の選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項6】 前記(d)段階で、前記フィードバック情報は、アンテナ選択情報及びアンテナ間の位相差を示す位相情報を含むことを特徴とする請求項1に記載の選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項7】 (e) 複素数基底ベクトルに関する選択情報を伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報として移動局から受信する段階と、

(f) 前記選択情報に基づいて選択された複素数基底ベクトルを決定する段階と、

(g) 前記決定された複素数基底ベクトルの各因子によって各アンテナに対するアンテナ加重値を求める段階と、

(h) 前記アンテナ加重値に基づいて移動局に伝送する信号を発生し、該当するアンテナを通じて送信する段階とを含むことを特徴とする選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項8】 前記(f)段階は、

(f1) 前記フィードバック情報として複素数基底ベクトル集合の要素に対応したインデックスを受信する段階と、

(f2) 第1基底ベクトル集合及び第2基底ベクトル集合の全ての組み合わせより構成された複素数基底ベクトル集合の要素に対して各々インデックスを与えた加重値テーブルを参照し、前記(f1)で受信されたインデックスに対応した複素数基底ベクトルを選択する段階とを含むことを特徴とする請求項7に記載の選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項9】 前記(e)段階は、

前記フィードバック情報として複素数基底ベクトル集合の要素に対応したインデックスを実数部インデックスと虚数部インデックスとに分けて2個のフィードバックシグナル間隔にわたり受信し、これらをスライディングウィンドウ方式で結合することを特徴とする請求項7に記載の選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項10】 前記第1基底ベクトル及び第2基底ベクトル集合は、

ワルシュ基底ベクトル集合及びポーラ基底ベクトル集合であることを特徴とする請求項8に記載の選択方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法。

【請求項11】 移動通信システムにおける選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティに用いられると共に、複数のアンテナを備えた基地局装置において、

複素数基底ベクトルに関する選択情報を、伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報として移動局から受信する複数のアンテナと、

前記選択情報に基づいて選択された複素数基底ベクトルを決定し、前記決定された複素数基底ベクトルによって

3
各アンテナに対するアンテナ加重値を求めるフィードバック情報復号部と、

前記アンテナ加重値に基づいて移動局に伝送する信号を発生し、該当するアンテナを通じて送信するデータ伝送部とを含むことを特徴とする基地局装置。

【請求項12】 移動通信システムにおける選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティに用いられると共に、複数のアンテナを備えた移動局装置において、

基地局に設けられた複数のアンテナを通じて伝送された信号からチャンネル情報を測定してマトリックス状に出力するチャンネル情報測定部と、

前記チャンネル情報マトリックスを複素数基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスによって変形する基底ベクトル変形部と、

前記変形されたチャンネル情報マトリックスに基づいて複数のアンテナに対する受信パワーを求め、前記求めた受信パワーに基づいて伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報を生成する最適加重値検出部と、

前記フィードバック情報をフィードバックに適したプロトコルより構成されたシンボル状で基地局に伝送するアップリンク信号処理部とを含むことを特徴とする移動局装置。

【請求項13】 前記基底ベクトル変形部は、

前記チャンネル情報マトリックスをワルシュ基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスを用いて変形するワルシュ基底ベクトル変形部と、

前記チャンネル情報マトリックスをポーラ基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスを用いて変形するポーラ基底ベクトル変形部とを含むことを特徴とする請求項12に記載の移動局装置。

【請求項14】 前記最適加重値検出部は、

前記変形されたチャンネル情報マトリックスから各行別に列を全部合せて行ベクトルを各々出力する第1カラム別合算器及び第2カラム別合算器と、

前記第1カラム別合算器及び第2カラム別合算器の出力をあらゆる場合について組合わせた組合わせマトリックスを出力する組合わせ器と、

前記組合わせマトリックスの各要素に対するパワーを求めるパワー計算器と、

前記各要素に対するパワーのうち最大値を求め、最大値に該当する要素のインデックスを出力する最大値検出器とを含むことを特徴とする請求項12に記載の移動局装置。

【請求項15】 前記アップリンク信号処理部は、

フィードバック情報として前記選択情報と共に位相情報を伝送することを特徴とする請求項12に記載の移動局装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は伝送アンテナダイバーシティに係り、特に移動通信システムにおける伝送アンテナダイバーシティ方法及びこのための基地局装置及び移動局装置に関する。

【0002】

【従来の技術】3世代移動通信システムは、個人携帯通信システム（PCS）に代表される2世代移動通信システムよりもデータを高速伝送できるので、標準となっている。ヨーロッパや日本では、非同期方式の広域コード分割多重接続（W-CDMA）方式を、北米は同期方式の多重搬送波コード分割多重接続（CDMA-2000）方式を、それぞれ無線接続規格に標準採用している。この移動通信システムでは、様々な移動局が、一基地局を通じて交信できるように構成される。

【0003】移動通信システムにおいてデータを高速伝送するためにはフェージング（fading）の問題を克服しなければならない。このフェージングは、例えば受信信号の振幅をにより数dBから数十dBまで減少させる。フェージングをうまく克服するために、様々なダイバーシティ技術が試みられている。

【0004】CDMA方式では、チャンネルの遅延拡散を利用したレイク受信器が採用されている。レイク受信器には、多重経路信号を受信する受信ダイバーシティ技術が適用されている。しかし、この受信ダイバーシティ技術は、遅延拡散が小さい場合に十分に機能しないという欠点がある。

【0005】インターリービングとコーディングとを用いる時間ダイバーシティ技術はドップラー拡散チャンネルで使われる。しかしこの技術を、低速ドップラーチャンネルで用いることは困難である。

【0006】遅延拡散が小さい室内チャンネルや低速ドップラーチャンネルである屋外チャンネルにおけるフェージングの問題を克服するために、空間ダイバーシティが用いられている。空間ダイバーシティは二つ以上のアンテナを用いる方式である。この方式は、第1のアンテナにより伝送された信号がフェージングにより減衰させられた場合には、他のアンテナから電送された信号を受信するという方法である。

【0007】空間方式アンテナダイバーシティは、受信アンテナを用いる受信アンテナダイバーシティと送信アンテナを用いる伝送アンテナダイバーシティとに分類される。移動局側に受信アンテナダイバーシティを設けることは、設置面積とコスト面で困難である。よって、基地局側にダイバーシティアンテナを設ける伝送アンテナダイバーシティの方が好ましい。

【0008】伝送アンテナダイバーシティは、移動局からアップリンクチャンネル情報をフィードバックして動作する閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティと、移動局からのフィードバックがない開放ループ伝送ダイバー

シティとに分類される。L個のアンテナを用いる場合、閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティは開放ループ伝送ダイバーシティに比べて信号対干渉と雑音比 (Signal to Interference and Noise Ratio: SINR) 面でL倍の利得を有する。

【0009】しかし、チャンネル情報をフィードバックして動作する閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティの性能はフィードバック周期によって影響される。すなわち、フィードバック周期が長ければ、フィードバック情報が基地局に行く前にチャンネルが変わって性能が落ちる。一方、速く変わるチャンネルを追跡するために、単位時間当りに多くの情報がフィードバックされればアップリンク容量が減少する。

【0010】また、伝送アンテナダイバーシティは、ダイバーシティ結合方式によって最大比率結合方式 (MRC: Maximal Ratio Combining Method)、等価利得結合方式 (EGC: Equal Gain Combining Method) 及び選択結合方式 (SC: Selective Combining Method) に分類される。

【0011】前記閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティは、フィードバック帯域幅が十分に確保されていない場合、チャンネル情報の変化をフィードバック情報にうまく反映できずに性能が劣化する。この場合に、正確なチャンネル情報を得ることよりも、速にかつ比較的チャンネル情報を反映したフィードバック情報チャンネル情報を得るために、選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティが使われる。

【0012】しかし、選択結合方式を使用する場合、アンテナ間不均衡が起きてしまう。そのため、この不均衡を解消できるように高周波数 (Ratio Frequency: RF) 処理部を構成する必要が生じ、その結果高周波数処理部を構成するためのコストがより多くかかることになる。したがって、これを解決しつつ、さらに少ないフィードバック情報でダイバーシティを行う選択結合方式のダイバーシティが要求される。

【0013】選択結合方式のダイバーシティは、チャンネル情報をフィードバック情報に完全に反映させることができないので、たとえダイバーシティ利得は得られても、信号対干渉と雑音比 (SINR) 利得は、最大比率結合方式 (MRC) 方式や等価利得結合方式 (EGC) 方式を用いたダイバーシティに比べて減少する。したがって、この損失を補償して信号対干渉と雑音比 (SINR) 利得を最大化しつつ高速で適用可能で、送受信端末のハードウェア構成が簡単な新しいダイバーシティ方法が必要である。

【0014】米国特許 No. 5,634,199及び5,471,647には伝送ダイバーシティをフィードバックモードを用いた伝送アンテナダイバーシティ方式が開

示されている、これら特許は、摂動アルゴリズム (Perturbation algorithm) と利得マトリックスとを用いたチャンネル測定及びフィードバック方式を提案しているが、この方式はブラインド方式であって、チャンネル測定のための収束速度が遅く、また正確な加重値を探し難いのでパイロット信号を用いるシステムであり使用しない。

【0015】UMTS (Universal Mobile Telecommunication Service) W-CDMA (3GPP) 標準規格で、モトローラ社は、フィードバック方式のもとで、アンテナごとに加重値を量子化する方法を提案した。また、この規格で、Nokia社等は、二つのアンテナに対して動作する高速移動体用伝送アンテナダイバーシティ方法を提案した。しかし、これら方法は全てアンテナが二つの場合に最適化されたものである。したがって、多数のアンテナ間について効果的に適用可能な新しい方法が要求されている。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】本発明が解決しようとする技術的課題は、選択結合方式を採用した閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法であって、複素数基底ベクトルの集合をアンテナ選択基底ベクトルに応用して、アンテナ選択のためのフィードバック情報を得ることで、アンテナ間出力の不均衡を克服できる選択結合方式を採用した閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法を提供することである。

【0017】本発明が解決しようとする他の技術的課題は、前記方法を行う選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティのための基地局装置及び移動局装置を提供することにある。

【0018】

【課題を解決するための手段】前記課題を解決するための本発明に係る選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法は、(a) 基地局に使われた複数のアンテナを通じて受信された信号からチャンネル情報を測定してマトリックス状に出力する段階と、(b) 前記チャンネル情報マトリックスを複素数基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスによって変形する段階と、(c) 前記変形されたチャンネル情報マトリックスに基づいて複数のアンテナに対する受信パワーを求める段階と、(d) 前記求めた受信パワーに基づいて、伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報としてアンテナ選択情報を基地局に伝達する段階とを含むことを特徴とする。

【0019】前記課題を解決するための本発明に係る選択結合方式の閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ方法は、(e) 移動局から伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報として複素数基底ベクトルに関する選択情報を受信する段階と、(f) 前記

選択情報に基づいて選択された複素数基底ベクトルを決定する段階と、(g)前記決定された複素数基底ベクトルの各因子によって各アンテナに対するアンテナ加重値を求める段階と、(h)前記アンテナ加重値に基づいて移動局に伝送する信号を生じて該当アンテナを通じて送信する段階とを含むことを特徴とする。

【0020】前記他の課題を解決するための本発明に係る基地局装置は、移動局から伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報として複素数基底ベクトルに関する選択情報を受信する複数のアンテナと、前記選択情報に基づいて選択された複素数基底ベクトルを決定し、前記決定された複素数基底ベクトルの各因子によって各アンテナに対するアンテナ加重値を求めるフィードバック情報復号部と、前記アンテナ加重値に基づいて移動局に伝送する信号を生じて該当アンテナを通じて送信するデータ伝送部とを含むことを特徴とする。

【0021】前記他の課題を解決するための本発明に係る移動局装置は、基地局に使われた複数のアンテナを通じて受信された信号からチャンネル情報を測定してマトリックス状に出力するチャンネル情報測定部と、前記チャンネル情報マトリックスを複素数基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスによって変形する基底ベクトル変形部と、前記変形されたチャンネル情報マトリックスに基づいて複数のアンテナに対する受信パワーを求め、前記求めた受信パワーに基づいて、伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報を生成する最適加重値検出部と、前記フィードバック情報をフィードバックに適したプロトコルより構成されたシンボル状で基地局に伝送するアップリンク信号処理部とを含むことを特徴とする。

【0022】

【発明の実施の形態】以下、添付した図面を参照して本発明の望ましい実施例について詳細に説明する。

【0023】先ず、本発明の動作原理を簡略に説明する。本発明は、無線送受信システムにおける選択結合方式を用いた、閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティ法である。送信部の複数のアンテナを介して信号を伝送する伝送アンテナダイバーシティに選択結合方式を用いると、ハードウェア構造が比較的簡単になる。しかし、アンテナごとの出力が不均衡となるために、RF処理部を構成する際のコストが増加する。この問題を解消するために、アンテナ選択に基底ベクトル選択を応用する。基底ベクトル選択の際に、アンテナに同じ出力を持たせることができる出力均一化基底ベクトルを用いると、選択結合方式のダイバーシティを行う際のアンテナ間の出力不均衡が解決される。

【0024】受信部では、アンテナを選択するために{[1000], [0100], [0010], [0001]}の基底ベクトル集合が使われる。この基底ベク

トル集合は、出力不均一化基底ベクトル集合である。出力均一化基底ベクトル集合として、ワルシュ基底ベクトル集合の{[1111], [1-11-1], [11-1-1], [1-1-11]}と、ポーラ基底ベクトル集合の{[-1111], [1-111], [11-11], [111-1]}がある。

【0025】選択結合方式に用いられるこれら基底ベクトル集合は、同じ定数より構成されるので、相異なるベクトル間の内積は0となり、同じベクトル間の内積は0とはならない。これら基底ベクトル集合をアンテナ加重値を得るために使用すると、ベクトルは均一化され、その結果、送信出力が変化しないようにするために、定数が1になる。このように均一化された集合は直交正規基底ベクトル集合とみなされる。

【0026】参考として、出力均一化直交正規基底ベクトル集合を受信アンテナダイバーシティ用いる方法も、選択結合方式に基づいたダイバーシティであるので、出力不均一化直交正規基底ベクトル集合と性能が同一である。

【0027】ダイバーシティ情報が理想的にフィードバックされると仮定すると、出力均一化直交正規基底ベクトル集合を用いると伝送アンテナ間の出力が均一になるという点を除いて、伝送アンテナダイバーシティに前記二つの方法のどちらの方法を使用しても性能は同一である。

【0028】ダイバーシティ情報が移動局からフィードバックされるように構成された閉鎖ループ伝送アンテナダイバーシティでは、フィードバックチャンネルの帯域幅には限界があるので、移動局の移動速度が速くなると、フィードバック情報の伝送が遅延される。この遅延はダイバーシティ利得を減少させる。選択結合方式(SC)は、最大比率結合方式(MRC)や等価利得結合方式(EGC)と比べ、フィードバック情報の量が多い。そのため、選択結合方式(SC)は、移動局の移動速度が遅い場合は性能が良い。しかし、移動局の移動速度が速くなるにしたがって性能が急激に低下する。

【0029】本発明は、移動局の移動速度が低速から高速まで増加しても選択結合方式のダイバーシティ性能を向上させる複素数基底ベクトル選択方法を提供するものである。

【0030】複素数基底ベクトル集合は、実数軸と虚数軸とが割当てられた相異なる直交正規集合より構成される。例えば、ワルシュ基底ベクトル集合は実数軸に、ポーラ基底ベクトル集合は虚数軸に割当てられる。アンテナの数が4本の場合、複素数基底ベクトル集合は、16つのベクトル組合せより構成される。これら複素数基底ベクトル集合の中から、いずれか一つの複素数基底ベクトルを選択するということは、複数のアンテナの中から、加重値を与えるアンテナを一つ選択することを意味する。

【0031】移動局から基地局に複素数基底ベクトル選択に関する情報をフィードバックする場合、各フィードバック信号の送信間隔の際に、実数軸と虚数軸とに関するベクトル情報が交互に伝送される。基地局では、連続した二つのフィードバック信号の送信間隔の間に受信された情報を、スライディングウィンドウ方式で合せて複素数基底ベクトルを構成する。

【0032】例えば、フィードバック情報が実数軸情報、虚数軸情報の順に伝送されるとすると、最初に送られてきた実数軸情報と二番目に送られてきた虚数軸情報によって一つの基底ベクトルが構成され、次に二番目に送られてきた虚数軸情報と三番目に送られてきた実数軸情報によりその次の基底ベクトルが構成される。このようにしてスライディングウィンドウ方式で複素数基底ベクトルが順次構成される。

【0033】この複素数基底ベクトルの各因子が各アンテナの加重値として使われる。このような構成の伝送アンテナダイバーシティとすることにより、フィードバックシグナル間隔ごとに最適化したフィードバック情報を用いることができる。このように、フィードバックシグナル間隔ごとに最適の加重値が使用可能となるので、移動局が高速移動しても優れた特性が維持される。そして、複素数基底ベクトルの精密度が1/16に高まるので、移動局の移動側速度が低速となっても性能が向上する。さらに複素数基底ベクトル集合はアンテナ間パワーが一定になるように構成されているので、アンテナ間に出力不均衡が防止される。

【0034】以下、本発明の送信装置及び受信装置の構成及び動作を具体的に説明する。図1は、無線通信システムにおける伝送アンテナダイバーシティの送信装置のブロック図を示す。移動通信システムでは、送信装置が基地局に該当し、基地局はUTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network) で表現される。

【0035】図1に示すように、送信装置は、送信データ生成部100と、L(ここで、Lは2以上)個の乗算器111~11Lと、L個の加算器121~12Lと、L個のアンテナ131~13Lと、フィードバック情報復号部140とを含んで構成される。送信データ生成部100は、送信されるデータを生成してL個の乗算器111~11Lに出力する。一例を挙げると、送信データ生成部100は、データチャンネル(Dedicated Physical Data Channel: DPDCH)信号及び制御チャンネル(Dedicated Physical Control Channel: DPCCCH)信号を入力され、これら入力された信号を多重化して送信データを生成すると共に、生成した送信データを出力する。

【0036】L個の乗算器111~11Lは、送信データ生成部100から出力された送信データに、各アン

テナに対応する加重値すなわちアンテナ加重値 $w_1 \sim w_L$ を掛け合わせる。L個の加算器121~12Lは、各々に対応するL個の乗算器111~11Lからの出力に、各アンテナに対応するパイロット信号 $CPICH_1 \sim CPICH_L$ を加算する。L個の加算器121~12Lで加算された信号は、各々RF信号処理部(図示せず)を経て、それぞれ対応するL個のアンテナ131~13Lを介して送信される。

【0037】ここで、前記アンテナ加重値 $w_1 \sim w_L$ は、L個のアンテナ131~13Lを介して受信されたフィードバック情報(FBI)をフィードバック情報復号部140で解析した結果に基づいて決定される。フィードバック情報は受信装置(すなわち、任意のi番目移動局)からアップリンクされる。実質的に、L個のアンテナ131~13Lは、複素数基底ベクトル集合の一要素(すなわち、一つの複素数基底ベクトル)を示すインデックスを、フィードバック情報として受信する。この点については後で詳細に説明する。

【0038】フィードバック情報復号部140は、フィードバック情報として受信されたインデックスに対応する複素数基底ベクトルを選択する。選択された複素数基底ベクトルの各因子は、L個のアンテナ131~13Lの各々に該当するアンテナ加重値として出力される。

【0039】図2は、図1に示したフィードバック情報復号部140の一態様にかかるブロック図である。フィードバック情報復号部140は、スイッチング部200と、フィードバックシグナルメッセージ(Feedback Signaling Message: FSM)レジスター210と、第1加重値テーブル222及び第2加重値テーブル224と、加算器230とを含んで構成される。

【0040】スイッチング部200は、受信した信号のスロット番号が、偶数であればFSMレジスター210の実数部に、奇数であればFSMレジスター210の虚数部に、フィードバック情報を出力して貯蔵させる。ここで、フィードバック情報は、実数部を示す第1直交正規基底ベクトル集合の中の一基底ベクトルを示すインデックス、虚数部を示す第2直交正規基底ベクトル集合の中の一基底ベクトルを示すインデックスのいずれかである。各基底ベクトル集合が4つの基底ベクトルより構成されるとすると、移動局から基地局に伝送されたフィードバック信号ベクトル $[mb_1, mb_2]^T$ は基底ベクトルに関するインデックスを示す2ビットの2進データとなる。

【0041】FSMレジスター210は、インデックス i_v とインデックス i_p とを出力するインデックス i は、実数部に貯蔵されたフィードバック情報(例えば、2ビットに表示されたインデックス)を用いて第1加重値テーブル(すなわち、ルックアップテーブル)222の入力として使われる。インデックス i_p は虚数部に貯蔵

されたフィードバック情報(例えば、2ビットに表示されたインデックス)を用いて第2加重値テーブル224の入力として使われる。

【0042】第1加重値テーブル222は、実数部インデックス1_rに対応する実数軸の基底ベクトル b_r を出力し、第2加重値テーブル224は虚数部インデックス1_pに対応する虚数軸の基底ベクトル b_p を出力する。第1加重値テーブル222では、ワルシュ基底ベクトル集合の各要素にインデックスが与えられている(図5(a)参照)。第2加重値テーブル224では、ポーラ基底ベクトル集合の各要素にインデックスが与えられている(図5(b)参照)。

【0043】加算器230は、実数軸を構成する基底ベクトル b_r と、虚数軸を構成する基底ベクトル b_p とを加算し、アンテナ加重値ベクトル $[w_1, w_2, \dots, w_L]$ を出力する。

【0044】すなわち、本実施の形態におけるフィードバック情報復号部140は、フィードバックシグナル間隔ごとにフィードバック情報を実数部と虚数部とに交互に貯蔵した後、これらをスライディングウィンドウ方式で加算し、その結果に基づいてアンテナ加重値ベクトル $[w_1, w_2, \dots, w_L]$ を得る。

【0045】図3は、無線通信システムで伝送アンテナダイバーシティのための受信装置のブロック図である。特に受信装置におけるアンテナ加重値を測定するアンテナ加重値測定装置に該当する。

【0046】図3に示すように、受信装置はアンテナ300と、伝送アンテナダイバーシティチャンネル情報測定部310と、基底ベクトル変形部320と、最適加重値検出部330と、フィードバック情報アップリンク信号処理部340と、データ受信処理部350とを含んで構成される。

【0047】データ受信処理部350は、一般にアンテナ300を通じて受信された信号を復号化して送信データを復元する。伝送アンテナダイバーシティチャンネル情報測定部310は、アンテナ300を介して受信された信号からチャンネル情報を測定する。そして、測定結果をマトリックス状に出力する。このチャンネル情報のマトリックスは $L \times M$ 個の要素より構成される。ここで、 L はアンテナの数であり、 M は各アンテナごとの多重経路チャンネル数である。

【0048】図1に示すように、送信装置は、受信装置の各アンテナを識別するために、異なるパイロット信号を送る。受信装置は、送信装置の各多重アンテナごとに該当する特殊なパイロット信号を用いて各チャンネル信号を測定する。

【0049】基底ベクトル変形部320は、伝送アンテナダイバーシティチャンネル情報測定部310から出力されたチャンネル情報マトリックスを、複素数基底ベクトル集合より構成される変形マトリックスにより変換す

る。

【0050】最適加重値検出部330は、変換されたチャンネル情報マトリックスを用いて多重アンテナの受信パワーが最大になる複素数基底ベクトル集合の要素(すなわち、受信信号対干渉と雑音比(SINR)が最大になる加重値)を検出する。

【0051】フィードバック情報アップリンク信号処理部340は、前記最適加重値検出部330における検出結果を伝送アンテナダイバーシティを調節するためのフィードバック情報としてアンテナ300を通じて送信装置に伝送する。この時、フィードバック情報アップリンク信号処理部340は、フィードバック情報をフィードバックに適したプロトコルで構成された形式に変換した後に伝送する。

【0052】選択結合方式(SC)の伝送アンテナダイバーシティ方法において、複数の送信アンテナの中から最適のアンテナ加重値をもつアンテナを選択し、アンテナ加重値の形式を決定することについての情報を基地局に伝送することは、従来の問題点を解決するための大切な鍵になる。

【0053】このことを念頭に置き、以下、移動局で行われる動作を具体的に説明する。移動局(言い換えれば、ユーザー側設備(UE))は、受信したチャンネル情報から最適のアンテナ加重値を測定する。そして、測定結果をフィードバック情報として基地局(言い換えれば、UTRAN)にフィードバックする。

【0054】以下に、いくつかの実施例について説明する。第1実施例として、直交正規基底ベクトル集合を用いて最大パワーが受信される基底ベクトルを求め、その基底ベクトルに対応するインデックスをフィードバックする場合について説明する。

【0055】(1-1)チャンネル情報マトリックス H を計算により求める。このチャンネル情報マトリックス H は、受信チャンネル情報マトリックス H を、直交正規基底ベクトル集合より構成された変換マトリックス B により変換して求めるものであり、下式のような関係にある。

$$B^H = H^H B$$

ここで、 $H = [h_1 h_2 h_3 h_4]$ 、 $B = [b_w(0) b_w(1) b_w(2) b_w(3)]$ である。ただし、 h_1 は、1番目のアンテナから伝送された多重経路チャンネルより構成した列ベクトルである。 $b_w(i)$ は、基底ベクトル集合で1番目のインデックスに該当する基底ベクトルである。

【0056】2進法の場合、アダマール(Hadamard)マトリックス変換を使用して計算量を減らすことができる。その他の場合は、各変換マトリックスの特性に合う高速アルゴリズムを使用することで性能を高めることができる。

【0057】(1-2)チャンネル情報マトリックス H

\mathbf{b}_i を構成する各列ベクトルの基準を求める。この基準値は、受信チャンネル情報マトリックス \mathbf{H} について測定された受信パワーの値となる。この値のうち一番大きい値に該当する基底ベクトルのインデックスが最適の加重値を構成する直交正規基底ベクトルのインデックスである。

【0058】(1-3) 求めたインデックス情報を基地局(UTRAN)にフィードバックする。以上の手順は各スロットごとに繰り返される。例えば、4本の送信アンテナを用いる場合、二つの基底ベクトル集合より得られる複素数基底ベクトルの組合わせの数は16となる。各複素数基底ベクトルに対して前記の過程を適用して一番大きいパワーを有する複素数基底ベクトルを求め、それに対するインデックスを基地局に伝送する。

【0059】第2実施例として、M個の直交正規基底ベクトルのうちS個のベクトルだけを使用した場合について説明する。

(2-1) 例えば、4本のアンテナに対する直交正規基底ベクトルは全て4つである。したがって、Sは1から4の中の一つである。MとS値を記憶する。

(2-2) アンテナ選択加重値 W_{bi} が前記(2-1)の結果より得られる。このアンテナ選択加重値 W_{bi} は、基地局でのアンテナ加重値 W_i を変換マトリックス \mathbf{B}_i により変換して得られたものであり、次のような関係にある。

$$W_{bi} = \mathbf{B}_i^H \mathbf{W}_i$$

このアンテナ選択加重値 W_{bi} は選択されたアンテナを除いて全て0である。

【0060】(2-3) アンテナ選択加重値 W_{bi} と、チャンネル情報マトリックス \mathbf{H}_{bi} より、測定受信パワー P_i が下式より求められる。

【0061】

【式1】

$$P_i = \mathbf{w}_{b,i}^H \mathbf{H}_{b,i}^H \mathbf{H}_{b,i} \mathbf{w}_{b,i}$$

【0062】ここで、チャンネル情報マトリックス \mathbf{H}_{bi} は、受信チャンネル情報マトリックス \mathbf{H} を、直交正規基底ベクトル集合で構成した変換マトリックス \mathbf{B}_i によって変換して得られたものである。

【0063】(2-4) 全て \mathbf{C}_S の場合について、前記(2-2)、(2-3)の過程を繰り返す。M個の基底ベクトルのうちS個を選択できる場合の数は下式で表される。

【0064】

【式2】

$$M C_S = \frac{M!}{\{(M-S)! S!\}}$$

【0065】(2-5) 前記(2-3)過程の測定受信パワー P_i を最大化させるアンテナ選択加重値 W_{bi} を選択する。

【0066】(2-6) 前記(2-5)過程のアンテナ選択加重値 W_{bi} を近似化されたフィードバック情報として用いる。

【0067】例えば、4本の送信アンテナを用いる場合、二つの基底ベクトル集合から得られる複素数基底ベクトルの組合わせの数は16になり、選択結合方式(SC)で二つのアンテナが選択されれば、 $16 C_2 (= 120)$ のベクトル組合わせについて加重値及びパワーを各々求める。その結果、パワーを最大にする基底ベクトルの組合わせが得られる。フィードバック情報は、アンテナ選択情報と位相情報を、アンテナ間の相対的な位相差として含むことができる。

【0068】第3実施例として、複素数基底ベクトル集合を用いて、フィードバックされる情報の量を最小とする方法を、送信アンテナの数が4つの場合を例に挙げて説明する。

【0069】(3-1) 受信したチャンネル情報マトリックス \mathbf{H} を、ワルシュ基底ベクトル集合で構成した変換マトリックス \mathbf{B}_w を用いて変換して、チャンネル情報マトリックス \mathbf{H}_{bw} を得た。なお、この変換は下式に基づいて行った。

$$\mathbf{H}_{bw} = \mathbf{H} \mathbf{B}_w$$

受信したチャンネル情報マトリックス \mathbf{H} を、ポーラ基底ベクトル集合で構成した変換マトリックス \mathbf{B}_p を用いて変換して、チャンネル情報マトリックス \mathbf{H}_{bp} を得た。なお、この変換は下式に基づいて行った。

$$\mathbf{H}_{bp} = \mathbf{H} \mathbf{B}_p$$

ここで、 $\mathbf{H} = [h_1 h_2 h_3 h_4]$ 、 $\mathbf{B}_w = [b_w(0) b_w(1) b_w(2) b_w(3)]$ 、 $\mathbf{B}_p = [b_p(0) b_p(1) b_p(2) b_p(3)]$ である。ただし、 h_1 は、1番目アンテナから伝送された多重経路チャンネルより構成した列ベクトルである。 $b_w(1)$ と $b_p(1)$ は、各々ワルシュとポーラ基底ベクトル集合で1番目インデックスに該当する基底ベクトルである。

【0070】(3-2) $\mathbf{H}_{bw}(i)$ を、 \mathbf{H}_{bw} マトリックスのi番目の列ベクトルと、 $\mathbf{H}_{bp}(j)$ を \mathbf{H}_{bp} マトリックスのj番目の列ベクトルとする。この条件のもと、測定受信パワー $P_k(i, j) = \|\mathbf{H}_{bw}(i) + j \mathbf{H}_{bp}(j)\|^2$ を、 $K=0, 1, 2, \dots, 15$ について求める。ここで、 $i=0, 1, 2, 3$ であり、 $j=0, 1, 2, 3$ である。

【0071】(3-3) 測定受信パワーが最大になる k, i, j に基づいてフィードバック情報を生成する。以上の手順は毎スロットごとに繰り返される。

【0072】図4は、本実施の形態の伝送アンテナダイバーシティのブロック図である。この図を用いて前記第3実施例を以下に説明する。

【0073】受信装置はアンテナ400、伝送アンテナダイバーシティチャンネル情報測定部410と、ワルシュ基底ベクトル変形部422及びポーラ基底ベクトル変

形部424を含む基底ベクトル変形部420と、第1コラム別合算器432、第2コラム別合算器434、組合わせ器436、パワー計算器438及び最大値検出器440を含む最適加重値検出部430と、フィードバック情報アップリンク信号処理部450と、データ受信処理部460とを含んで構成される。

【0074】データ受信処理部460はアンテナ400を通じて受信された信号を復号化して送信データを復元する。

【0075】一方、伝送アンテナダイバーシティチャンネル情報測定部410は、アンテナ400を通じて受信された信号からチャンネル情報を測定する。そして、測定結果をマトリックス形式で出力する。この出力されたチャンネル情報マトリックスHは、 $L \times M$ 個の要素で構成される。ここで、Lはアンテナ数であり、Mはアンテナごとの多重経路チャンネル数である。

【0076】ワルシュ基底ベクトル変形部422は、チャンネル情報マトリックスHを、ワルシュ基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスを用いて変形する。一方、ポーラ基底ベクトル変形部424は、チャンネル情報マトリックスHを、ポーラ基底ベクトル集合よりなる変形マトリックスを用いて変形する。

【0077】第1コラム別合算器432は、ワルシュ基底ベクトル変形部422から出力されたマトリックス H_{wv} での各行別に列を全部合計して行ベクトル $h_{wv}(i)$ を出力する。

$$h_{wv}(i) = H_{wv}(i) \cdot 1_M$$

ここで、 1_M は長さがMで、要素が全て1の列ベクトルである。

【0078】第2コラム別合算器434は、ポーラ基底ベクトル変形部424から出力されたマトリックス H_{sp} で各行別に列を全て合せて行ベクトル h_{sp} を出力する。

$$h_{sp}(j) = H_{sp}(j) \cdot 1_M$$

【0079】組合わせ器436は、行ベクトル h_{wv} と、各行ベクトル h_{sp} とを組合わせてマトリックス H_B を出力する。

$$H_B(i, j) = h_{wv}(i) + j h_{sp}(j)$$

ここで、 $i = 1, 2, \dots, L$ であり、 $j = 1, 2, \dots, L$ である。

【0080】パワー計算器438は、組合わせマトリックス H_B の各要素に対してパワーを求め、パワーマトリックス P_B を出力する。

【0081】

【式3】

$$P_B(i, j) = |H_B(i, j)|^2$$

ここで、 $i = 1, 2, \dots, L$ であり、 $j = 1, 2, \dots, L$ である。

【0082】最大値検出器440は、各要素に対するパワー $P_B(i, j)$ から最大値を求め、最大値に該当す

る要素のインデックス(i_{max}, j_{max})を出力する。

$$(i_{max}, j_{max}) = \arg \max P_B(i, j)$$

【0083】フィードバック情報アップリンク信号処理部450は、送信装置に伝送しようとするインデックス(i_{max}, j_{max})をフィードバックに適したプロトコルより構成された形式に変換してアンテナ400を通じて伝送する。

【0084】前述したように、伝送アンテナダイバーシティ方法は、移動局でチャンネル測定を通じて最適なアンテナ加重値を探す。この時、基地局は移動局でのチャンネル測定のためにアンテナ別に区分されるパイロット信号を送らねばならない。アンテナ別に異なるパイロット信号を送る方法には時分割方法、周波数分割方法、コード分割方法などがある。W-CDMA規格の場合には、アンテナ別にパイロット信号を区分するために、多重スクランブルコード、多重チャンネル化コード、多重直交パイロットシンボルパターンを使用する方法などが適用可能である。

【0085】選択方式(SC)で二つ以上のアンテナが選択される場合、移動局から基地局にフィードバック情報を効率的に伝送するために選択情報と位相情報の順に、言い換えれば、選択情報に該当するビットデータを先に送って該当基底ベクトルを選択させた後、基底ベクトル間の関係を示す位相情報を続けて送る。フレーム単位で構成されたプロトコルの場合、選択情報はあまり変わらずに位相情報だけ頻繁に変わる無線フェージング環境の特性を考慮する時、フレームの最初のスロットにだけ選択情報を送る構成とすることも可能である。

【0086】この場合、フレームの最初のスロットから伝送された基底ベクトル選択情報が紛失すると、フレーム全体に影響を及ぼす。したがって、伝送前に選択情報データをエラー訂正符号化することが望ましい。また、このような場合でなくても、伝送前に選択情報及び位相情報野市法または両方を共にエラー訂正符号化する構成とすることも可能である。

【0087】移動局からフィードバック情報をいくつかのスロットに分けて送る場合、毎スロットごとにチャンネル情報を洗練して伝送する構成とすることも可能である。具体的には、先にフィードバックされたデータと今回フィードバックするデータとをひかくして、データの変更箇所のみのデータを伝送することである。

【0088】移動局の速度が速い場合、フィードバック情報がフィードバックされる間に、チャンネル状況が変化するという状況が生じる。この場合、前記データの変更箇所のみのデータをフィードバックする構成とすることで、このような状況によりうまく適応できる。

【0089】アンテナ選択情報と共に位相情報を同時に伝送する場合、このフィードバックシグナルメッセージ(FMS: Feedback Signal Message)を部分的に取り替える方法は、アンテナ選択情

報のエラーを防止するために動作させないことが望ましい。フィードバックされたアンテナ選択情報と位相情報との全体部分を改善はしないが、位相情報だけをアンテナ選択情報によって条件付き改善して性能を向上させることが可能となる。

【0090】4つの伝送アンテナダイバーシティシステムで、4つの基底ベクトルのうち3つの基底ベクトルを選択してコヒーレントな(coherent)位相補正を行う場合に、選択されたアンテナの位相補正值が同一であれば互いの相殺によってアンテナのパワー不均衡が深刻となる。

【0091】これを解消するために、最初の基底ベクトルに1/2を加重し、二番目の基底ベクトルに、 $\exp(j \times \pi/2 + \pi/4)$ 、 $\exp(j \times 2 \times \pi/2 + \pi/4)$ 、 $\exp(j \times 3 \times \pi/2 + \pi/4)$ 、 $\exp(j \times 4 \times \pi/2 + \pi/4)$ の中の一つの値を加重し、最後の基底ベクトルに $\exp(j \times \pi/2 + \pi/8)$ 、 $\exp(j \times 2 \times \pi/2 + \pi/8)$ 、 $\exp(j \times 3 \times \pi/2 + \pi/8)$ 、 $\exp(j \times 4 \times \pi/2 + \pi/8)$ の中の一つの値を加重する。

【0092】これは、加重値生成のための各アンテナの可能位相の場合が4つの場合である。アンテナ数が多くなった場合、基底ベクトル別に掛けられる位相補正值の配列を特定値だけ回転させて使用することで、アンテナ間パワー不均衡を最小化できる。

【0093】図面を参照して、伝送アンテナダイバーシティシステムにおける送信装置及び受信装置を説明した。前述したところによれば、本発明は最適の加重値を伝送することにおいて望ましい実施例として複素数基底ベクトル集合を用いる。

【0094】以下に、複素数基底ベクトル集合を用いる場合について詳細に説明する。移動局(UE)は、受信電力を最大化するために基地局(UTRAN)の送信アンテナの接近位置に印加されるアンテナ加重値を計算する。例えば、4つの送信アンテナから伝送された共通パイロットチャンネル(CPICH: Common Pilot Channel)を計算に用いる(図1参照)。

【0095】4つの送信アンテナを用いる場合、アンテナ加重値は、16通りの複素数基底ベクトルの集合に含まれた中の一つの複素数基底ベクトルであり、これは選択結合方式(SC)のダイバーシティに基づいて決定される。複素数基底ベクトルの実数軸と虚数軸とは、それぞれ異なる直交正規基底ベクトルで構成される。

【0096】図5、図6、図7は、実数軸基底ベクトル集合、虚数軸基底ベクトル集合及びこれら二つの基底ベクトルを組合わせた複素数基底ベクトル集合の一例である。

【0097】各スロットごとに、移動局(UE)は最適の加重値に対応するインデックス、すなわち、16つの複素数基底ベクトルのうち選択された一つの複素数基底ベクトルに対応するインデックス(I)を計算する。一ス

10

20

30

40

50

ロットに実数軸基底ベクトルを、次のスロットに虚数軸基底ベクトルを送る形で交互に基底ベクトルは伝送されるので、一回に伝送されるインデックス(I)は0~4のうち一つの数字になり、これはENビットのデータで表現される。インデックスが2進値の I_{bin} で表現されれば、2進値とインデックス(I)との関係は次の通りである

【0098】

【式4】

$$I_{bin} = \begin{cases} 00_{(2)}, & \text{if } I = 0 \\ 01_{(2)}, & \text{if } I = 1 \\ 10_{(2)}, & \text{if } I = 2 \\ 11_{(2)}, & \text{if } I = 3 \end{cases}$$

【0099】ここで、インデックス(I)は、直交正規基底ベクトルのリストを表す図5、図6のインデックス値として使われる値である。 I_{bin} を構成する各2進値は、FSMフィールドを使用して基地局(UTRAN)に順番に伝送される。もし、 $I_{bin} = 00_{(2)}$ であれば、上位ビット(MSB)は0、そして下位ビット(LSB)は0を、 $I_{bin} = 01_{(2)}$ であれば上位ビット(MSB)は0、そして下位ビット(LSB)は1を、 $I_{bin} = 10_{(2)}$ であれば、上位ビット(MSB)は1、そして下位ビット(LSB)は0を、 $I_{bin} = 11_{(2)}$ であれば上位ビット(MSB)は1、そして下位ビット(LSB)は1を各々伝送する。一スロットタイム間、二つのビットのデータが伝送される。

【0100】基地局(UTRAN)は受信されたフィードバック情報を図8に基づいて翻訳する。図8は各スロット番号で基底ベクトル b_w 、 b_p と受信されたFSMとのマッピング関係を示す。図8において、 $b_w(i)$ は、図5でi番目インデックスに該当するベクトルであり、 $b_p(i)$ は、図6でi番目インデックスに該当するベクトルを示す。

【0101】図1に示した基地局のフィードバック情報復号部140で計算されるアンテナ加重値(ベクトル $w = w_r + j w_{im}$)は、連続した二つのスロット間に受信された基底ベクトルのスライディングウィンドウ平均である。アルゴリズムにより w は次式のように示す。

【0102】

【式5】

$$\begin{aligned} \underline{w}(n) &= \underline{w}_{re}(n) + j \underline{w}_{im}(n) \\ \underline{w}_{re}(n) &= \underline{b}_w(2 \lfloor n/2 \rfloor) \\ \underline{w}_{im}(n) &= \underline{b}_p(2 \lfloor n/2 \rfloor) \end{aligned}$$

【0103】図9は、4本のアンテナが使われる場合、複素数基底ベクトルを用いた選択方式の伝送アンテナダイバーシティに使われるパラメータとその値を整理した

ものである。

【0104】図9で、スロットの持続時間はUMTS W-CDMA標準規格のようにフレームとスロット構造とより構成された無線プロトコルにおいて、スロットの継続時間は、一スロットの時間上の長さを意味する。基底集合ローテーション数は、使用される基底集合の数である。実数軸のために一つの基底ベクトル集合が使われ、虚数軸のために他の一つの基底ベクトル集合が使われる。

【0105】スロットでのフィードバック命令の長さは、加重値決定に使われる一つの命令(情報)が占めるスロットの数をいう。選択インデックスビット数は選択情報を示すために必要なビット数であり、4つのアンテナの場合に2である。スロット当りフィードバック情報ビット数はフィードバック情報が一スロット当り何ビットになっているかを意味する。フィードバック命令アップデート率は、フィードバックされた情報を基地局のレジスタにアップデートする周期をいう。フィードバックビット率は秒当り何ビットをフィードバックするかについての情報をいう。

【0106】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は高速で優れた性能を維持しつつも伝送アンテナ間パワーを均一に分配させ、RF処理部の構成のためのコストを最小としうる。特に、連続した二つのスロットから受信された情報を用いることによって、低速でさらに精密にチャンネルに適應させる。また、拡張された選択結合方式の複数のアンテナを選択してコヒーレントに結合する方法において、性能を向上させる方法を提示して性能を最適にした。したがって、本発明はハードウェア構成のコストが低く、高速で優れた性能を保証し、低速で精密なチャンネル適應を可能にするので、無線移動通信環境でチャン

ネル容量とリンク性能とを最大とする。本発明は、CDMA-2000及びUMTSシステムなどコード分割多重接続方式を使用する移動通信システムで適用可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】無線通信システムで伝送アンテナダイバーシティのための送信装置のブロック図である。

【図2】図1に示したフィードバック情報復号部の望ましい実施例にかかるブロック図である。

10 【図3】無線通信システムで伝送アンテナダイバーシティのための受信装置のブロック図である。

【図4】無線通信システムで伝送アンテナダイバーシティのための受信装置の望ましい実施例にかかるブロック図である。

【図5】図5は、実数軸基底ベクトル集合例である。

【図6】図6は、虚数軸基底ベクトル集合例である。

【図7】図7は、実数軸基底ベクトル集合及び虚数軸基底ベクトル集合を組合わせた複素数基底ベクトル集合の例である。

20 【図8】各スロット番号で基底ベクトルとフィードバック情報とのマッピング関係を示す。

【図9】4つのアンテナが使われる場合、複素数基底ベクトルを用いた選択方式の伝送アンテナダイバーシティに使われるパラメータとその値を整理したものである。

【符号の説明】

300・・・アンテナ

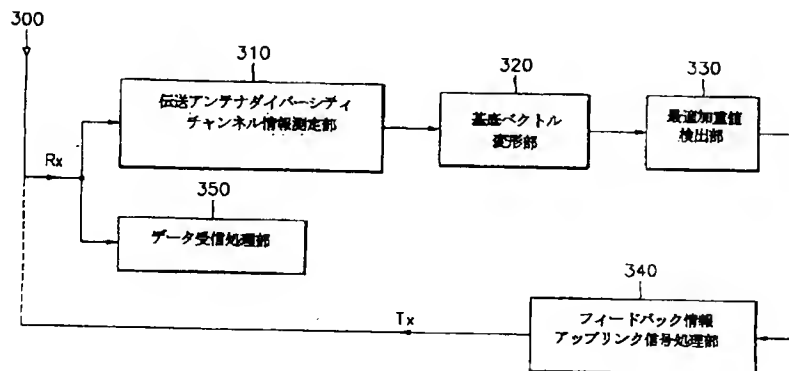
310・・・伝送アンテナダイバーシティチャンネル情報測定部

320・・・基底ベクトル変形部

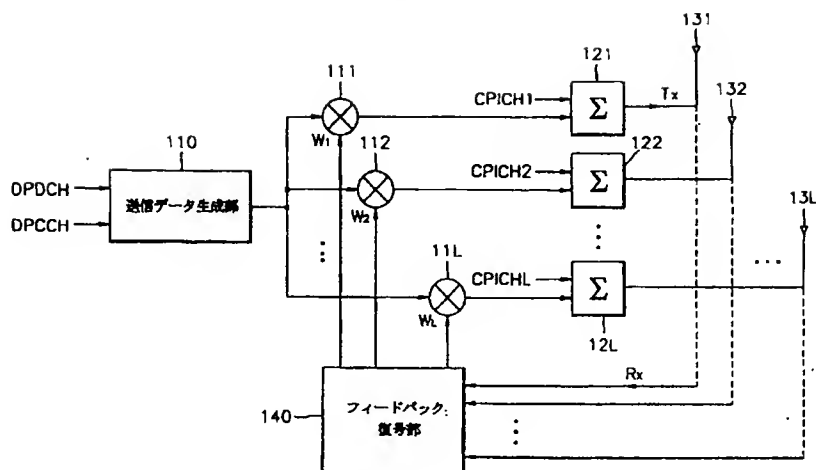
30 330・・・最適加重値検出部

340・・・フィードバック情報アップリンク信号処理部

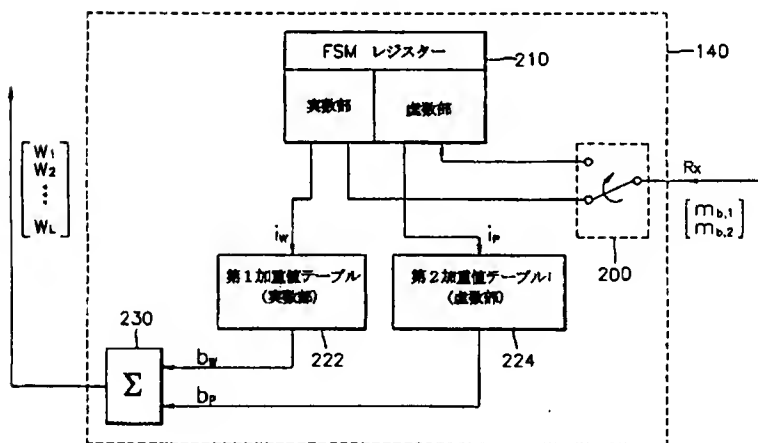
【図3】



【図1】



【図2】



【図5】

インデックス	ベクトル
0	[1 1 1 1]
1	[1 -1 1 -1]
2	[1 1 -1 -1]
3	[1 -1 -1 1]

【図6】

インデックス	ベクトル
0	[-1 1 1 1]
1	[1 -1 1 1]
2	[1 1 -1 1]
3	[1 1 1 -1]

•



【图 8】

-13-

【図9】

パラメータ	値	形態
アンテナ数	$N_{ant} = 4$	一定
スロットの持続時間	$T_{slot} = 1/1500 \text{ sec}$	
基座集合ローテーション数	$N_{set} = 2$	
スロットのフィードバック命令長さ	$N_W = 2$	
選択インデックスビット数	$N_{set} = \log_2 N_{ant} = 2$	可変
スロット当りフィードバック情報ビット数	$N_{FBO} = N_{set}/1 = 2$	
フィードバック命令アップデータ率	$F_{up} = (N_{FBO}/N_W)T_{slot} = 1500\text{Hz}$	
フィードバックビット率	$N_{FBO}/T_{slot} = 3000\text{bps}$	

フロントページの続き

(72)発明者 李 ▲玄▼ 又
大韓民国 京畿道 水原市 勸善区 勸善
洞 1270番地 碧山アパート 806棟 901
号

(72)発明者 黄 璵 ▲吉▼
大韓民国 光州広域市 北区 牛山洞
169-12番地

(72)発明者 崔 虎 圭
大韓民国 京畿道 城南市 盆唐区 九美
洞 212番地 ムジゲマウルアパート
1204棟 303号

(72)発明者 李 鎔 錫
大韓民国 京畿道 水原市 八達区 ▲璽
▼通洞 955-1 番地 鳳谷マウル 住公
アパート 154棟 1203号

F ターム(参考) 5K022 EE01 EE31
5K059 CC02 DD35
5K067 AA02 CC24 KK03